

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-289672

(43)Date of publication of application : 10.10.2003

(51)Int.Cl.

H02M 7/48

H02M 1/12

(21)Application number : 2002-090345

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

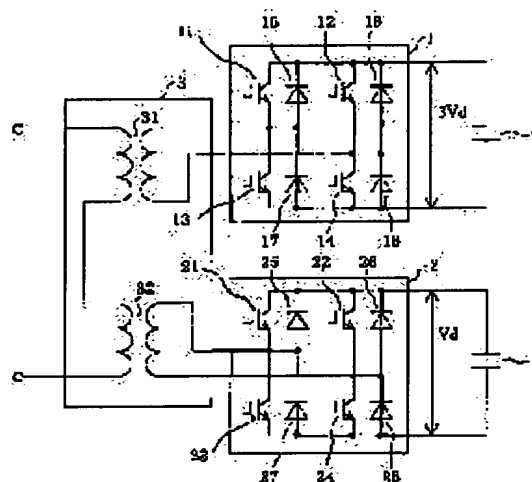
(22)Date of filing : 28.03.2002

(72)Inventor : NORO YASUHIRO

(54) POWER CONVERTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a power converter that reduces switching loss at low cost.
SOLUTION: The power converter comprises: a first inverter 1 that has a large capacity, is operated at an operation frequency equal to a system frequency, and is connected to a system via a first winding of a transformer for converter; and a second inverter 2 that has a middle-scale capacity, is operated at a frequency higher than the system frequency, and is connected to the system via a second winding of the transformer for converter. The first and the second windings of the transformer for converter are connected in series at a primary side.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

05.08.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

3585896

[Date of registration]

13.08.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2003-289672
(P2003-289672A)

(43) 公開日 平成15年10月10日 (2003. 10. 10)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

データベース* (参考)

H 0 2 M 7/48
1/12

H 0 2 M 7/48
1/12

C 5 H 0 0 7
5 H 7 4 0

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願2002-90345(P2002-90345)

(22) 出願日 平成14年3月28日 (2002. 3. 28)

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝
東京都港区芝浦一丁目1番1号

(72) 発明者 野呂 康宏

東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝
府中事業所内

(74) 代理人 100075362

弁理士 石井 紀男

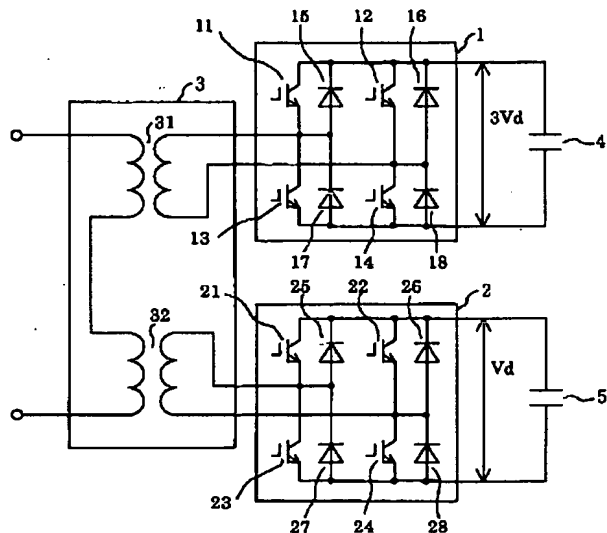
Fターム(参考) 5H007 AA08 CA01 CB02 CB05 CC04
CC33 DA06 EA02
5H740 BA11 BB01 BB05 NN01

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】 スイッチング損失を低減できると共に、低コストな電力変換装置を得たい。

【解決手段】 大容量で系統周波数と等しい動作周波数で動作し、変換器用変圧器の第1の巻線を介して系統に接続する第1のインバータ1と、中容量で系統周波数より高い周波数で動作し、変換器用変圧器の第2の巻線を介して系統に接続する第2のインバータ2とからなり、前記変換器用変圧器の第1の巻線と第2の巻線は1次側で直列接続したものである。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 少なくとも2つのインバータ及び前記各々のインバータの直流側にコンデンサを有する電力変換装置において、大容量で系統周波数と等しい動作周波数で動作し、変換器用変圧器の第1の巻線を介して系統に接続する第1のインバータと、中容量で系統周波数より高い周波数で動作し、変換器用変圧器の第2の巻線を介して系統に接続する第2のインバータとからなり、前記変換器用変圧器の第1の巻線と第2の巻線は1次側で直列接続されていることを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】 請求項1記載の電力変換装置において、インバータの直流側は相互に接続され、1つのコンデンサを共有する一方、変換器用変圧器の第1の巻線と第2の巻線とで巻数比が異なることを特徴とする電力変換装置。

【請求項3】 請求項1又は請求項2に記載の電力変換装置において、第1のインバータと第2のインバータは夫々2つのコンデンサを有するNPCインバータで構成されることを特徴とする電力変換装置。

【請求項4】 請求項1又は請求項2記載の電力変換装置において、第1のインバータと第2のインバータは夫々単相インバータ、NPCインバータ又は三相インバータの任意の組み合わせで構成されることを特徴とする電力変換装置。

【請求項5】 請求項4記載の電力変換装置において、第1のインバータと第2のインバータに加え、大容量で系統周波数と等しい動作周波数で動作し、変換器用変圧器の第3の巻線を介して系統に接続する第3のインバータと、中容量で系統周波数より高い周波数で動作し、変換器用変圧器の第4の巻線を介して系統に接続する第4のインバータを有し、前記変換器用変圧器の第3の巻線と第4の巻線は1次側で直列接続され、かつ位相差を発生するように結線することを特徴とする電力変換装置。

【請求項6】 請求項1ないし請求項4記載の電力変換装置において、小容量で系統周波数より充分高い周波数で動作し、変換器用変圧器の第3の巻線を介して系統に接続する第3のインバータとからなり、前記変換器用変圧器の第1の巻線と第2の巻線と第3の巻線は1次側で直列接続されていることを特徴とする電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、電力系統の電圧調整を行ったり系統安定化装置などに適用するのに好適な、自励式電圧型電力変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来、電力系統の電圧調整を行なうために静止型無効電力補償装置を適用したり、潮流を適切に保ち電力系統の損失を低減したり安定化するために直列型のインピーダンス補償装置や、移相器等の系統安定化

装置が適用される場合がある。

【0003】 これらは出力無効電力を連続的に調整したり、インピーダンスや移相量を連続的に調整するために、電力用の半導体スイッチを用いた大容量の電力変換装置を用いている。特に近年では、制御能力の高さから自励式電圧型電力変換装置が適用される傾向にある。

【0004】 図7にこのような用途で利用される従来の電力変換装置の構成例を示す。図7において、1はインバータで図示するようにスイッチング素子11～14、逆並列ダイオード15～18で構成される。インバータ1の交流出力は変換器用変圧器3を介して電力系統側に接続される。一方、直流側にはコンデンサ4が接続される。

【0005】 電力変換装置の動作は、直流コンデンサ4を適宜充電した後、例えば図8の(a)に示すようにスイッチング素子11を動作させ、これと逆のパルスをスイッチング素子13に与える。又、(b)に示すようにスイッチング素子12を動作させ、これと逆のパルスをスイッチング素子14に与える。

【0006】 その結果、変換器用変圧器3の1次側には図8(c)で示す出力電圧が得られる。なお、ここで、変換器用変圧器3の巻数比は簡単のため1:1としているが、電力系統側の電圧階級と、インバータ側の定格電圧により適宜巻数比を変更しても動作原理に影響しないことは明らかである。

【0007】 ここで、各スイッチング素子に与えるパルスのタイミングと導通期間を調整することにより、出力電圧の基本波成分の位相と大きさを任意に調整できるため、この作用を利用して上位の制御装置と組み合わせることによって前述の無効電力制御、インピーダンス補償、移相などの動作をさせている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、図8(c)の出力電圧中には多量の高調波成分が含まれることが容易に想定できる。この高調波成分が電力系統に流出すると通信障害を引き起こしたり、他の機器に流れ込んで過熱や異常振動を引き起こす場合がある。したがって発生量はなるべく少ないことが望ましく、その上限は高調波抑制対策ガイドライン等でも規定されている通りである。

【0009】 そこで従来は、発生高調波の電力系統側への流出を抑制するために、各スイッチング素子に与えるパルス数を高くしたり、発生高調波を減らすためにインバータを複数用いて変換器用変圧器の巻線の接続で多重化する技術が適用されている。

【0010】 しかしながら、パルス数を高くすると、スイッチング素子のスイッチング動作に伴う損失が増加したり、素子の最小オンパルスの制約等によりスイッチング素子の利用率が低下してシステムを経済的に構築することが困難になる。一方、多重化する場合には、多重

数に応じて発生高調波が低減するため、多重数は多いほうが望ましいが、変換器用変圧器の巻線数及びインバータの台数が多くなり、やはり経済面で不利になるという問題があった。

【0011】本発明は上記課題を解決するためになされたものであり、スイッチング損失を低減しつつ発生高調波も低減できると共に低コストな電力変換装置を提供することを目的としている。

【0012】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため本発明の「請求項1」に係る電力変換装置は、少なくとも2つのインバータ及び前記各々のインバータの直流側にコンデンサを有する電力変換装置において、大容量で系統周波数と等しい動作周波数で動作し、変換器用変圧器の第1の巻線を介して系統に接続する第1のインバータと、中容量で系統周波数より高い周波数で動作し、変換器用変圧器の第2の巻線を介して系統に接続する第2のインバータとからなり、前記変換器用変圧器の第1の巻線と第2の巻線は1次側で直列接続されていることにより、スイッチング損失が少なく、発生高調波も少ない電力変換装置を実現することができる。

【0013】本発明の「請求項2」に係る電力変換装置は、「請求項1」において、インバータの直流側は相互に接続され、1つのコンデンサを共有する一方、変換器用変圧器の第1の巻線と第2の巻線とで巻数比が異なるようにした。

【0014】本発明の「請求項3」に係る電力変換装置は、「請求項1」又は「請求項2」において、第1のインバータと第2のインバータは夫々2つのコンデンサを有するNPCインバータで構成される。

【0015】本発明の「請求項4」に係る電力変換装置は、「請求項1」又は「請求項2」において、第1のインバータと第2のインバータは夫々単相インバータ、NPCインバータ又は三相インバータの任意の組み合わせで構成される。

【0016】本発明の「請求項5」に係る電力変換装置は、「請求項4」において、第1のインバータと第2のインバータに加え、大容量で系統周波数と等しい動作周波数で動作し、変換器用変圧器の第3の巻線を介して系統に接続する第3のインバータと、中容量で系統周波数より高い周波数で動作し、変換器用変圧器の第4の巻線を介して系統に接続する第4のインバータを有し、前記変換器用変圧器の第3の巻線と第4の巻線は1次側で直列接続され、かつ位相差を発生するように結線する。

【0017】本発明の「請求項6」に係る電力変換装置は、「請求項1」ないし「請求項4」において、小容量で系統周波数より充分高い周波数で動作し、変換器用変圧器の第3の巻線を介して系統に接続する第3のインバータとからなり、前記変換器用変圧器の第1の巻線と第2の巻線と第3の巻線は1次側で直列接続されている。

【0018】

【発明の実施の形態】（第1の実施の形態）図1は本発明の第1の実施の形態を示す電力変換装置の構成図である。ここで、1は大容量インバータ、2は中容量インバータで、夫々図示するようにスイッチング素子11～14、21～24、逆並列ダイオード15～18、25～28で構成される。

【0019】インバータ1の交流出力は変換器用変圧器3の巻線31を介して電力系統側に接続され、インバータ2の交流出力は変換器用変圧器3の巻線32を介して電力系統側に接続される。変換器用変圧器3の巻線31と巻線32は1次側で直列接続されている。一方、インバータ1、2の直流側には各々コンデンサ4、5が接続される。

【0020】次に、図2を用いて本実施の形態の動作を説明する。大容量インバータ1は図2（a）に示すように、系統周波数と等しい動作周波数で動作し、その出力電圧の大きさは3V_dとする。一方、中容量インバータ2は図2（b）に示すように、系統周波数より高い動作周波数で動作し、その出力電圧の大きさはV_dとする。両者の出力は変換器用変圧器3の巻線31、32で1次側で直列接続されているので、合計の出力電圧は両者を加算した図2（c）となり、正弦波により近い波形となる。

【0021】本実施の形態によれば、容量全体の3/4を占める大容量インバータ1は系統周波数と同じ動作周波数、即ち、最小の動作周波数で動作するためスイッチング損失は充分小さく保つことができる。一方、中容量インバータ2のみを高い動作周波数で動作させることにより、電力変換装置全体で発生する高調波を著しく低減することができる。

【0022】又、同じ出力電圧を多重化のみで得ようとすると4つのインバータと変換器用変圧器の4つの巻線が必要となるが、本実施の形態では2つのインバータと変換器用変圧器の2つの巻線で実現しており、システム構成がシンプルであり、そのため低コストで実現することができる。

【0023】（第2の実施の形態）図3は本発明の第2の実施の形態を示す電力変換装置の構成図である。図3において、図1と同一の要素については説明を省略し、異なる部分のみを説明する。図3ではインバータ1、2の直流側は相互に接続されており、1つのコンデンサ4を共有している。一方、変換器用変圧器の第1の巻線31と第2の巻線32の1次側の巻数比は3：1で第1の巻線31の方が3倍の出力電圧を1次側に発生させるように構成されている。

【0024】又、インバータ1、2のスイッチング動作は第1の実施の形態と同じであるが、第1の実施の形態と異なるのは、インバータ2の動作電圧がV_dから3V_dへ3倍大きくなる一方、電流が1/3となる点であ

る。したがって、変換器用変圧器3の巻数比を考慮すると1次側で見たときの動作、即ち、交流出力電圧は第1の実施の形態と同一となる。本実施の形態によれば、直流コンデンサを1つとしても、第1の実施の形態と同様の効果を有することができる。

【0025】(第3の実施の形態) 図4は本発明の第3の実施の形態を示す電力変換装置の構成図である。図4において、図1と同一の要素については説明を省略し、異なる部分のみを説明する。図4でインバータ1, 2はNPC (Neutral Point Clamped) インバータと呼ばれる構成のもので、スイッチング素子11~14, 41~44, 21~24, 51~54、逆並列ダイオード15~18, 45~48, 25~28, 55~58、中性点クランプダイオード19, 20, 49, 50, 29, 30, 59, 60で構成される。又、直流側には夫々2つのコンデンサ4a, 4b, 5a, 5bが接続される。

【0026】各インバータのスイッチング素子と出力電圧の関係についての詳細説明は省略するが、スイッチング素子のオン/オフの組み合わせで、インバータ1は+10Vd, +5Vd, 0, -5Vd, -10Vdの出力電圧を、又、インバータ2は+2Vd, +Vd, 0, -Vd, -2Vdの出力電圧を発生させることが可能である。

【0027】図5(b)及び(c)に示すようにインバータ1, 2を動作させることによって、変換器用変圧器3の1次側には第5図(d)に示すような正弦波に更に近い波形を出力することになる。又、このときのインバータ1の各スイッチング素子のオン/オフ状態は図5(a)に示すように系統周波数の1周期で各々1回ずつ、即ち、最小回数のオン/オフを繰り返している。

【0028】本実施の形態によれば、インバータ1, 2をNPCインバータとすることで、第1の実施の形態にあげた効果で更に高調波を低減した著しい効果を有することができる。

【0029】(第4の実施の形態) 第4の実施の形態に対する構成図と詳細な動作説明は省略するが、インバータ1を図1の単相インバータ構成とし、インバータ2を図4のNPCインバータ構成としても、あるいはその逆の組み合わせとしても、インバータ1とインバータ2の直流電圧の比又は変換器用変圧器の第1の巻線31と第2の巻線32の巻線比を適切に選定し、インバータ2側に高調波を低減するのに適切なパルスを与えれば第1の実施の形態から第3の実施の形態と同じ効果を有することができる。

【0030】(第5の実施の形態) 図6は本発明の第5の実施の形態を示す電力変換装置の構成図である。図6において、図1と同一の要素については説明を省略し、異なる部分のみを説明する。図6では大容量で系統周波数と等しい動作周波数で動作するインバータ6、中容量

で系統周波数より高い周波数で動作するインバータ7が追加され、その直流側は夫々インバータ1, 2の直流側と相互に接続されており、コンデンサ4, 5を共有している。一方、交流側は変換器用変圧器の第3の巻線33と第4の巻線34に接続されており、巻線31~34の1次側は直列に接続されている。

【0031】本実施の形態のインバータ6, 7のスイッチング動作は夫々インバータ1, 2と同じであるが、変換器用変圧器3の巻線部で30度移相されるため、出力電圧もインバータ1, 2に対して移相され、(即ち、インバータ1とインバータ6は多重化、インバータ2とインバータ7は多重化) 1次側にあらわれる合成の出力電圧は、第1の実施の形態よりも正弦波に近くなり高調波が更に低減する。

【0032】本実施の形態によれば、多重化と組み合わせることにより、第1の実施の形態にあげた効果でさらに高調波を低減した著しい効果を有することができる。又、本実施の形態では変換器用変圧器3の巻線構成を変えることで移相を行っているが、各巻線の巻線構成は全て同一とし、各インバータに与えるパルスのタイミングを適宜ずらすだけでも同様の効果を得ることができる。

【0033】(第6の実施の形態) 第6の実施の形態に対する構成図と詳細な動作説明は省略するが、大容量で系統周波数と等しい動作周波数で動作する第1のインバータの直流電圧を9Vd、中容量で系統周波数より高い周波数で動作する第2のインバータの直流電圧を3Vd、小容量で系統周波数より充分高い周波数で動作する第3のインバータの直流電圧をVdとすることで、交流側の出力電圧は+13Vdから-13Vdの範囲をVdの刻みで調整できるようになり、発生高調波を顕著に低減することができる。

【0034】以上のように、インバータの数を増やすことで出力電圧刻みを細かくし、高調波を顕著に抑制することができる。一般的には、図1で示すような単相インバータを用いた場合では直流電圧比を小さいほうから $1:3:3^2:\dots:3^N$ とすることで、出力電圧の範囲を $+(1+3+3^2+\dots+3^N)\sim-(1+3+3^2+\dots+3^N)$ とすることができ、図4のNPCインバータを用いた場合では直流電圧比を小さいほうから $1:5:5^2:\dots:5^N$ とすることで、出力電圧の範囲を $+2*(1+5+5^2+\dots+5^N)\sim-2*(1+5+5^2+\dots+5^N)$ とすることができる。しかしながらインバータの数をあまり多くすると従来の技術で述べたように経済面で不利となるため、目標とする高調波のレベルやシステムの損失を考慮して最適な最終構成を決定することになる。

【0035】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば大容量で系統周波数と等しい動作周波数で動作する第1のインバータと、中容量で系統周波数より高い周波数で動

作する第2のインバータとからなり、両者の出力電圧を変換器用変圧器の1次側で直列接続するように構成したので、スイッチング損失を低減しつつ発生高調波も低減できる電力変換装置を低コストで提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態を示す構成図。

【図2】本発明の第1の実施の形態の動作を説明する図。

【図3】本発明の第2の実施の形態を示す構成図。

【図4】本発明の第3の実施の形態を示す構成図。

【図5】本発明の第3の実施の形態の動作を説明する図。

【図6】本発明の第4の実施の形態を示す構成図。

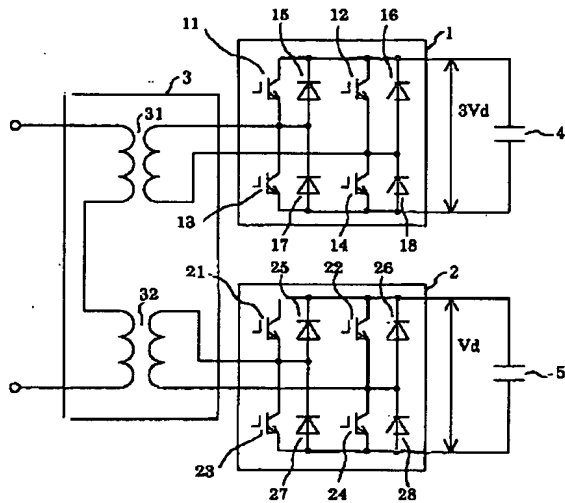
【図7】従来の電力変換装置の形態を示す構成図。

【図8】従来の電力変換装置の動作を説明する図。

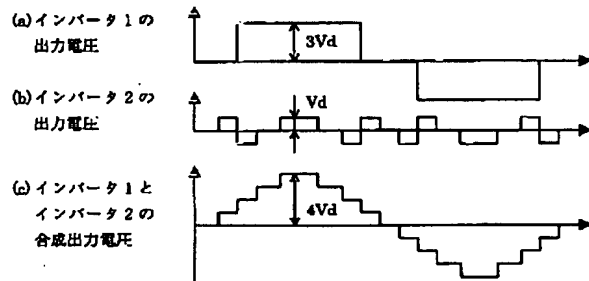
【符号の説明】

- 1, 2, 6, 7 インバータ
- 3 変換器用変圧器
- 4, 5, 4a, 4b, 5a, 5b コンデンサ
- 11~14, 21~24, 41~44, 51~54 スwitching素子
- 15~18, 25~28, 45~48, 55~58 逆並列ダイオード
- 19, 20, 29, 30, 49, 50, 59, 60 中性点クランプダイオード
- 31~34 変換器用変圧器巻線

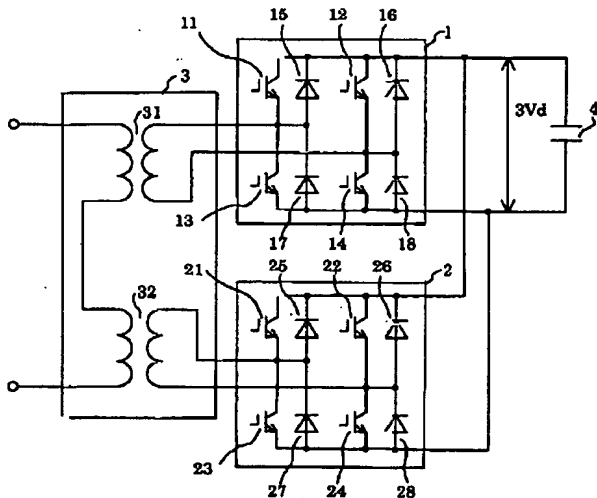
【図1】



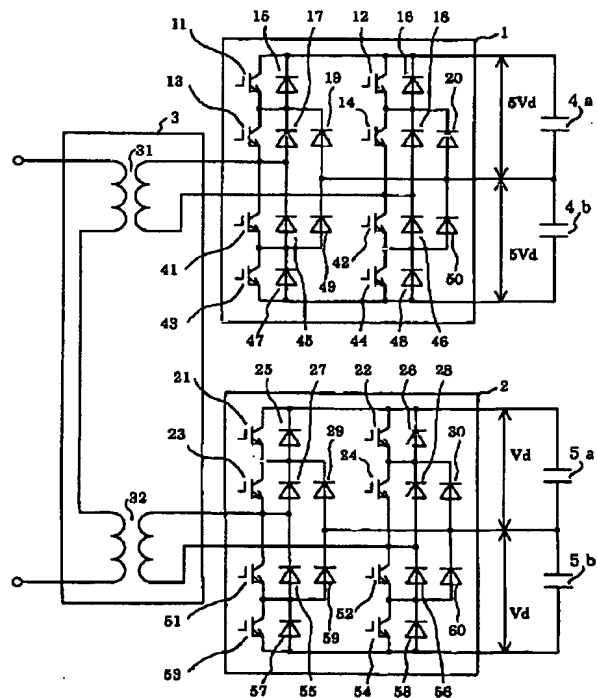
【図2】



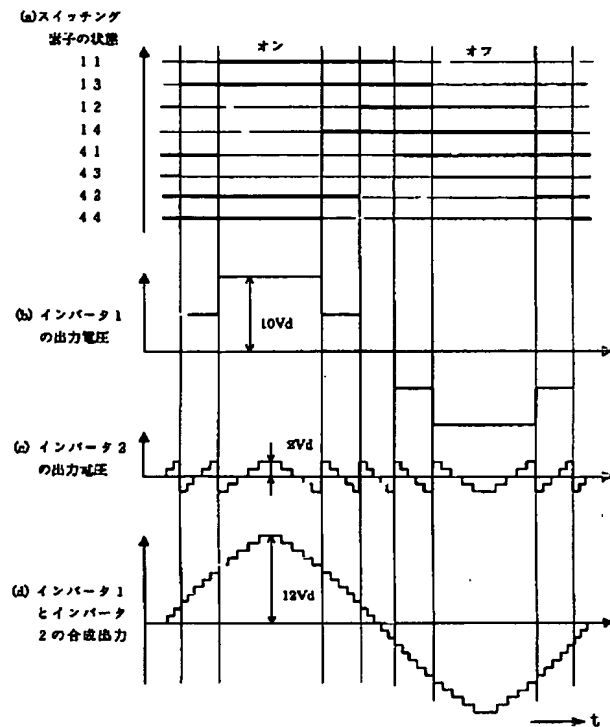
【図3】



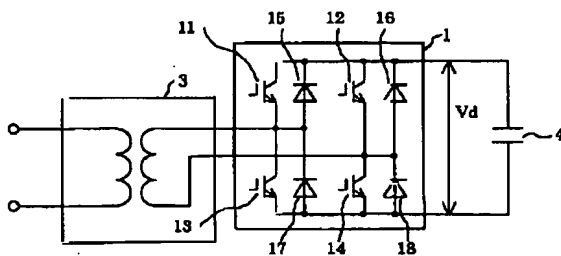
【図4】



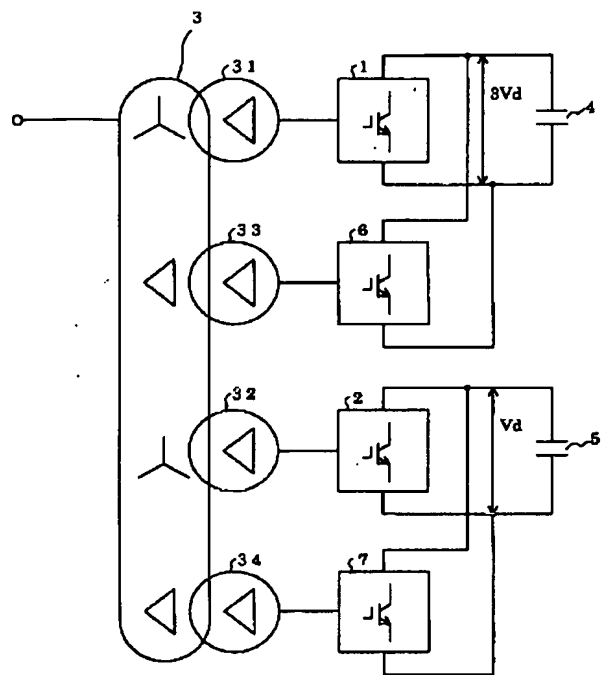
【図5】



【図7】



【図6】



【図8】

